PCT Identification No. 85

論　文

ディジタルヴォルテラフィルタを用いた音響再生系の非線形ひずみ除去に関する検討

H03H 21/00

石川　智一†　　中島　和彦†*　　梶川　嘉延†　　野村　康雄†

A Consideration on Elimination of Nonlinear Distortion of the Loudspeaker System by Using Digital Volterra Filter

Tomokazu ISHIKAWA†, Kazuhiko NAKASHIMA†*, Yoshinobu KAJIKAWA†, and Yasuo NOMURA†

P.1236〜1243

あらまし　音響再生系の末端であるスピーカシステムのひずみは線形ひずみと非線形ひずみに大別される．我々はこれまで前者の線形ひずみをディジタルフィルタを用いて除去する研究を行ってきたが，その過程で低域の補正効果を高めようとすればスピーカ振動板の振幅が大きくなり，後者の非線形ひずみが増加してしまう．従って，我々の目的である高音質なひずみのない音響再生系の構築のためには，線形ひずみに加え，非線形ひずみをも同時に除去することが必要になる．そのために今回，非線形の入出力関係を記述する級数の一つであるVolterra級数を用いて，音響再生系を同定し，その逆システムを設計するための手法を提案すると共にそのシミュレーションを行った．その結果，本手法を適用することでスピーカシステムの非線形ひずみを約100 dBも低減することができ，本手法の有用性を示すことができた．

キーワード　スピーカシステム，Volterra級数，非線形フィルタ

1. まえがき

音響再生系の末端であるスピーカシステムは入力の電気信号を機械振動に変換し音響信号を出力する非常に複雑なシステムである．ところがその原理が発明されて以来基本的な構造は全く変化しておらず，その複雑さ故に線形成分と非線形成分が含まれた信号が出力され，出力がひずんでしまう．それらの出力のうち，線形出力が入力に対し無ひずみ条件を満たしていない場合，これを線形ひずみと呼ぶ．また非線形出力には，入力に含まれる二つ以上の周波数の和や差の周波数に出力が現れる混変調波出力と，入力に含まれる周波数の整数倍の周波数に出力が現れる高調波出力があり[1]，これらが存在することを非線形ひずみと呼ぶ．

我々はこれまで音響再生系の高品質化の一環としてディジタル信号処理による線形ひずみ除去に関する研究を行ってきた[2],[3]．その研究の過程で，低域における線形特性に対する補正効果を高めればそれに伴って非線形ひずみが増加するということがわかった．それ故，音響再生系の高品質化のためには線形ひずみばかりでなく非線形ひずみも同時に除去する必要がある．ところで，線形ひずみ除去に関する研究は数多く報告されている[4]〜[6]が，非線形ひずみを含めたひずみ除去に関してはこれまで報告されていない．唯一，Kaizerが動電形スピーカシステムを等価回路で表し，その回路方程式を解くことによって非線形ひずみが生じる原因を検討したが，それを除去するまでには至っていない[7]．

そこで今回我々は，非線形システムを記述するヴォルテラ級数[8]を用いたヴォルテラフィルタによって，非線形ひずみを除去する手法を初めて考案したので報告する[9]．

本手法ではまずヴォルテラ級数についての諸性質を用いて音響再生系を非線形システムとして同定した．我々は本同定法を音響再生系の非線形ひずみについても加味した自動測定システムにより実現し，実際の音響再生系に対して適用し，非線形ひずみの特徴を明らかにした．その結果，低域では周波数に対し線形出力が単調に増加することに対し，非線形出力は周波数が

† 関西大学工学部電子工学科，吹田市
Faculty of Engineering, Kansai University, Suita-shi, 564 Japan
* 現在，富士通テン株式会社

変化してもほぼ一定であった．それ故，今回測定した範囲のような低い周波数域では非線形出力つまり非線形ひずみが線形出力に比べても無視し得ないものであることが明らかとなり，我々の目的である音響再生系の非線形ひずみ除去が重要であることがわかった．更に，我々は線形および非線形ひずみを除去するヴォルテラフィルタの設計法 [10], [11] を考案した．本手法を適用することによって非線形ひずみの出力レベルを約 100 dB も低減することができ，我々の考案した手法によって音響再生系の非線形ひずみ除去が可能であることを示した．以下本手法について説明する．

2.　ヴォルテラ級数展開

2.1　ヴォルテラ級数

未知のシステムが非線形性をもち，時不変であればそのシステムは式(1)で示すヴォルテラ級数 [8] で展開することができる．

$$y(t)=\sum_{n=1}^{\infty}\left\{\int_0^{\infty}\cdots\int_0^{\infty}h_n(\tau_1,\cdots,\tau_n)\prod_{l=1}^{n}x(t-\tau_l)d\tau_l\right\} \tag{1}$$

ここで，$x(t)$, $y(t)$ はそれぞれシステムの入力と出力であり，h_n はシステムの n 次ヴォルテラ核と呼ばれる定数でシステム固有のものである．但し，ヴォルテラ核はそれぞれ次のように対称性をもつものと仮定する．

$$\left.\begin{aligned}&h_2(\tau_1,\tau_2)=h_2(\lambda_1,\lambda_2)\\&\vdots\\&h_n(\tau_1,\tau_2,\cdots,\tau_n)=h_n(\lambda_1,\lambda_2,\cdots,\lambda_n)\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

ここで，λ及びτは連続変数で，λ系列はτ系列を任意に並べ変えたものである．

この級数を用いて音響再生系を同定し，ひずみを除去するディジタルフィルタを設計するためにヴォルテラ級数を離散化しなければならない．式(1)を離散化したものを離散ヴォルテラ級数展開と呼び，式(3)に示す．

$$y(k)=\sum_{n=1}^{\infty}\left(\sum_{k_1=0}^{N-1}\cdots\sum_{k_n=0}^{N-1}h_n(k_1,\cdots,k_n)\prod_{i=1}^{n}x(k-k_i)\right) \tag{3}$$

ここで N はヴォルテラフィルタの tap 長である．また $x(k)$, $y(k)$, h_n などはすべて離散化されている．更に通常のヴォルテラ級数の場合と同様に離散ヴォルテラ核にも式(2)に示した対称性を仮定する．

この級数を用いて音響再生系を記述すると，その第1項は線形出力，第 n 項は n 次出力に相当する．また式(3)から明らかなように入力を p 倍すると第 n 項は p^n 倍になる．

なお，本論文では基本的に2次の非線形ひずみの除去を対象としているために，本章で述べた級数は第2項で打ち切る．またこのときの非線形ひずみを2次ひずみと呼ぶことにする．打ち切った式を式(4)に示す．

$$\begin{aligned}y(k)=&\sum_{k_1=0}^{N-1}h_1(k_1)x(k-k_1)\\&+\sum_{k_1=0}^{N-1}\sum_{k_2=0}^{N-1}h_2(k_1,k_2)x(k-k_1)x(k-k_2)\end{aligned} \tag{4}$$

2.2　ヴォルテラ級数の離散フーリエ変換

式(4)を M 点で離散フーリエ変換（以下 DFT とする）すると次式になる．

$$Y(m)=H_1(m)X(m)+A[H_2(m_1,m_2)X(m_1)X(m_2)] \tag{5}$$

ここで $X(m)$, $Y(m)$ は $x(k)$, $y(k)$, を $H_1(m)$, $H_2(m_1, m_2)$ は $h_1(k)$, $h_2(k_1, k_2)$ を M 点でそれぞれ DFT したもので，$H_1(m)$, $H_2(m_1, m_2)$ はそれぞれ1次，2次のヴォルテラ周波数応答（Volterra Frequency Response, 以下 VFR とする）と呼ばれ，2次の VFR には式(6)のように対称性をもつことが式(2)より容易に導くことができる．

$$H_2(m_1,m_2)=H_2(m_2,m_1) \tag{6}$$

また A は1次縮約演算子と呼ばれるものである．これは2次元の従属変数をもつ関数を1次元の従属変数をもつ関数に写像する役割を担っている．その詳細は次節で述べる．

2.3　縮　　約

一般に縮約とは多次元の従属変数をもつ関数を1次元の従属変数をもつ関数に変換する演算を指し，次のように定義される [12]．但し，本論文では2次ひずみを扱う都合上1次縮約についてのみ述べる

$$\begin{aligned}Y_2(m)&=A[Y_2'(m_1,m_2)]\\&\equiv\frac{1}{M}\sum_{m_1+m_2=(m+r\cdot M)}Y_2'(m_1,m_2)\end{aligned} \tag{7}$$

但し，$r=0,1$

ここで，$Y_2(m)$, $Y_2'(m_1, m_2)$ は1次元および2次元の従属変数をもつ関数である．式(7)の意味をより明確にするために1次縮約について図を用いて説明する．

図1において周波数 p での2次出力 $Y_2(p)$ を求めるためには $m_1+m_2=p+r\cdot M$, $r=0,1$ が成立する部分の $Y_2'(m_1, m_2)$ の値を加え合わせればよい．換言すれば，周波数 p での2次出力は，入力に含まれる任意の2周波数の和が p となる出力をすべて加え合わせることで求められる．

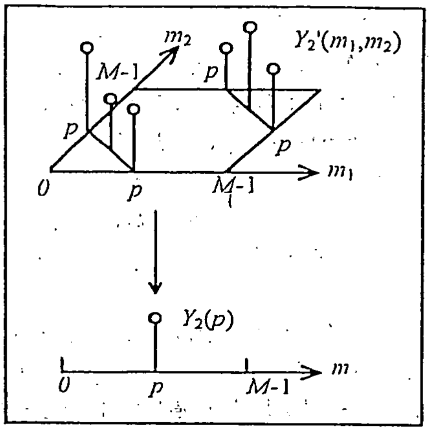

図 1 1次縮約
Fig. 1 First-order reduction.

また式(7)から，入力に含まれる最高周波数が $\omega_{\max}$ であれば出力に含まれる最高周波数は $2\omega_{\max}$ となるため通常の標本化定理を適用することができない．従って，この場合には次節で述べるヴォルテラ標本化定理を適用しなければならない．

2.4 ヴォルテラ標本化定理

前節で述べた理由から，我々は通常の標本化定理を拡張したヴォルテラ標本化定理を提案する．その定理は次のようなものである．

「入力 x あるいは2次ヴォルテラ核が正規化周波数 $\pi/2$ 以下に帯域制限されていなければならない．」

この定理を説明するために，式(5)の右辺第2項を考える．式(5)で表されるシステムに，最高周波数 $\omega_{\max}$ に帯域制限された信号 x が入力されたとすると，2次出力に含まれる最高周波数は $2\omega_{\max}$ になる．もし $\omega_{\max}$ が $\pi/2$ 以上でかつ2次ヴォルテラ核が $\pi/2$ 以上の周波数成分をもつとき，出力に含まれる最高周波数は π を越えてエイリアシングを起こす．これを防ぐためには，入力が $\pi/2$ 以下に帯域制限されているか，2次ヴォルテラ核が $\pi/2$ 以下に帯域制限されていなければならない．

2.5 VFR を代表する領域

これまで2次 VFR に関する諸性質を述べてきたが，本節では2次 VFR を代表する領域について述べる．2次 VFR を代表する領域とは，その領域が決定されるとすべての領域の2次 VFR が決定できる最小の領域をさす．

まず，ヴォルテラ核の対称性より図2の網掛けの領域でのみ VFR は決定される．更にヴォルテラ標本化定理を考慮することで図3の網掛けの領域のみが有効

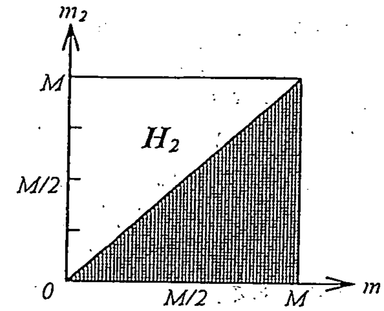

図 2 2次 vfr の対称性
Fig. 2 Symmetry of second-order VFR.

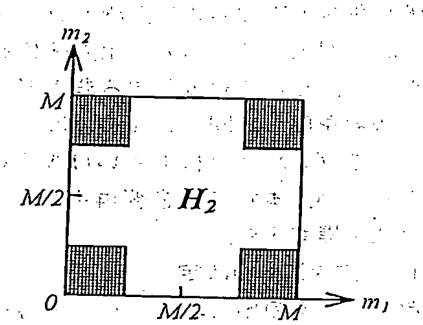

図 3 Volterra 標本化定理
Fig. 3 Volterra sampling theorem.

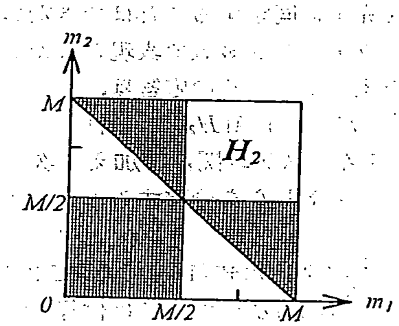

図 4 2次 Volterra 核の実数性
Fig. 4 Reality of second-order Volterra kernel.

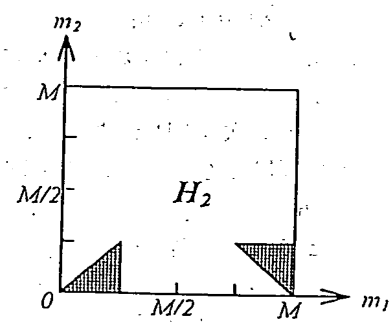

図 5 2次 VFR を代表する領域
Fig. 5 Main region of second-order VFR.

となる．

次にヴォルテラ核が実数であることからVFRは共役対称性をもつ．つまり

$$y(k_1, k_2)\in R \xrightarrow{M\ point\ DFT} Y(m_1, m_2)$$
$$\Rightarrow Y(m_1, m_2)=Y^*(M-m_1, M-m_2) \qquad (8)$$

であるから図4の網掛けの領域が必要となる．結局これら図2，図3，図4の網掛けの重なりを求めると図5のようになり，この網掛けの領域が2次VFRを代表する最小領域である．

3. 音響再生系のVFR同定

音響再生系の線形および非線形ひずみを除去するためにはまず対象システムの入出力関係を明らかにする必要がある．そこで対象とする非線形システムをヴォルテラ級数を用いて同定しなければならない．つまりシステムのヴォルテラ核あるいはVFRを同定しなければならない．本章では音響再生系の2次VFR同定の一手法を提案する．

3.1 2次VFRの決定

線形システムの場合，インパルス応答を測定することによってシステムが完全に同定できるが，非線形システムの場合，システムにインパルスを入力してもシステムを完全に同定することはできない．なぜなら，式(5)のヴォルテラ級数で表現されたシステムにインパルスを入力するとその応答は，

$$Y(m)=H_1(m)+A[H_2(m_1, m_2)] \qquad (9)$$

となり，1次システム関数に加え2次システム関数も含まれるためそれらを分離することができないからである．

そこで本論文では式(10)に従って2次VFRを決定する．その導出方法については付録(1)で述べる．

$$H_2(m_1, m_2)=\begin{cases}\dfrac{Y(m_1+m_2)}{2X(m_1)X(m_2)} & [m_1\neq m_2]\\[2mm] \dfrac{Y(m_1+m_2)}{X(m_1)X(m_2)} & [m_1=m_2]\end{cases} \qquad (10)$$

ここで，m_1, m_2 は入力に含まれる2周波数を表す．

さまざまな m_1, m_2 に対して式(10)の計算を行えば非線形システムの2次VFRが決定できる．

但し，ここで問題となるのはある特別な周波数の組合せで起こる“重なり”によって2次VFRが決定できないということである．例えば，$m_1=2m_2$ の場合，式(A・1)によって $\delta(m-m_2)$ と $\delta(m-(m_1-m_2))$ のスペクトルが重なり，2次VFRが決定できない．これを解決するために重なりの起こる周波数の組合せの近傍で2次VFRを決定し，それらを平均することでその中心部分での2次VFRを求めることにする．

3.2 2次VFR測定システムの構成

上述した原理を用いて音響再生系の2次VFRを決定する自動測定システムの概要を図6に示す．ホストであるコンピュータで2周波数混合正弦波のデータを作成し，それをFFTアナライザにGPIB規格で送信する．

FFTアナライザから出力される波形は階段状の波形であるからそれを平滑化するためにLPFを挿入してある．そしてLPFを通過した信号を一方はFFTアナライザのAチャネルに，他方はオーディオアンプからスピーカへと送る．スピーカからの出力をマイクロホンで測定し，それをFFTアナライザのBチャネルに入力する．そしてAチャネルとBチャネルの間の伝達関数を求め，そのデータをホスト側にGPIB規格で転送し，記録する．これら一連の動作を入力周波数の組を変えながら繰り返すようにホストでGPIB制御している．

このシステムを用いてA社製スピーカシステム（最大定格入力60 W）の2次特性を測定した結果（入力1 Wの混合正弦波）を図7に示す．但し，50 Hz付近から出力レベルの低下が見られるがこれは今回の測定にカットオフ周波数48 HzのLPFを用いているためである．なお，図7の縦軸は式(11)によって定義された値で，これを我々は“VFR Level [dB]”と呼ぶことにする．

$$VFR\ Level[\mathrm{dB}]=20\log_{10}|H_2(m_1, m_2)| \qquad (11)$$

図7の m_1 と m_2 は入力に含まれる2周波数混合正弦波のそれぞれの周波数で，m_1 と m_2 の値の等しい点が2次高調波ひずみ，m_1 と m_2 の値が異なる点が2次

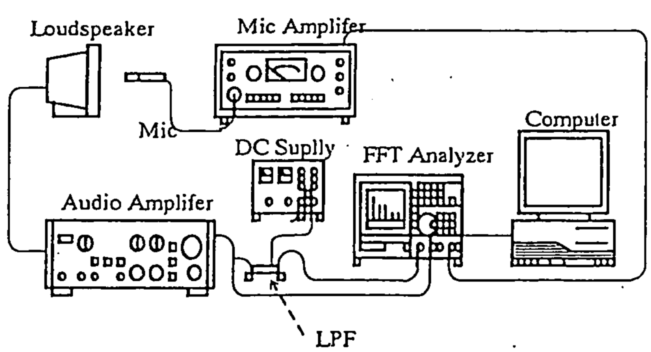

図6 2次VFRの自動測定システム
Fig. 6 Automatic measuring system of second-order VFR.

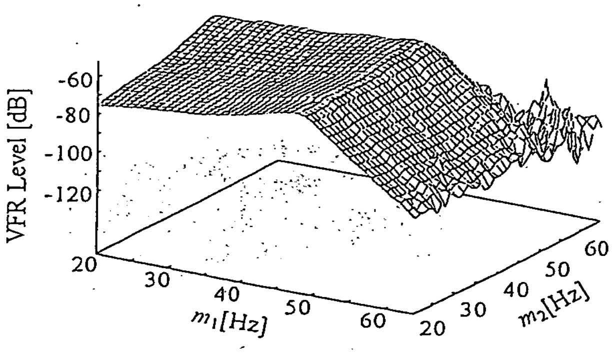

図 7　2 次特性
Fig. 7　Characteristic of second-order element.

混変調波ひずみを示している．図 7 より 2 次ひずみは高調波および混変調波ひずみの分け隔てなく均一に存在することがわかる．また高調波ひずみは混変調波ひずみに比べ若干小さい．更に，線形特性は低域では周波数に対して線形出力が単調に増加することに対し，2 次特性は周波数が変化してもほぼ一定の 2 次出力が存在した．それ故今回の 2 次ひずみ特性を測定した範囲では 2 次出力が線形出力に比べて無視し得ない存在であることがわかる．

4.　非線形ひずみ除去ヴォルテラフィルタ

4.1　フィルタの希望 VFR

音響再生系の線形および非線形ひずみを除去するためのヴォルテラフィルタは図 8 に示すように音響再生系の前段に配置される．

図 8 で 1 次フィルタは線形ひずみの除去，2 次フィルタは 2 次ひずみの除去を担当している．

2 次ひずみまでを除去するためのヴォルテラフィルタ係数を求めるためにフィルタの希望 VFR を次のアルゴリズムで決定する（3 次以上の非線形ひずみを除去する設計アルゴリズムに関しては付録（2）に提案している）．以下の議論では，音響再生系の 1 次，2 次 VFR をそれぞれ H_1, H_2 とする．またヴォルテラフィルタの 1 次，2 次 VFR をそれぞれ D_1, D_2 とする．

○ D_1 を H_1 の逆システムとして設定する．従って，音圧特性および位相特性が無ひずみ条件を満たすように補正される．

○ D_2 は，D_1 を通り H_2 から出力される 2 次出力信号と，D_2 を通り H_1 から出力される 2 次出力信号を相殺するように D_2 を決定する．

上述のアルゴリズムにより次式が導出される．

$$A[H_2(m_1, m_2)D_1(m_1)X(m_1)D_1(m_2)X(m_2)]$$

$$=-H_1(m)A[D_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2)] \tag{12}$$

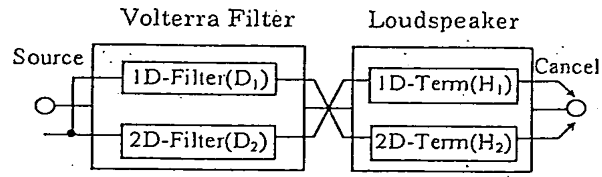

図 8　非線形ひずみを除去するための 2 次 Volterra フィルタの設計手順
Fig. 8　Procedure of designing the second-order Volterra filter for nonlinear distortion eliminating.

左辺はヴォルテラフィルタの 1 次項 D_1 を通り音響再生系の 2 次項 H_2 から出力される 2 次出力，右辺はヴォルテラフィルタの 2 次項を D_2 を通り音響再生系の 1 次項から出力される 2 次出力に当たる．

右辺の $H_1(m)$ を [ ] の中に入れると

$$A[H_2(m_1, m_2)D_1(m_1)X(m_1)D_1(m_2)X(m_2)]$$
$$=-A[H_1(m_1+m_2)D_2(m_1, m_2)X(m_1)X(m_2)] \tag{13}$$

縮約演算子の中を比較することで，

$$D_2(m_1, m_2)=-\frac{H_2(m_1, m_2)D_1(m_1)D_1(m_2)}{H_1(m_1+m_2)} \tag{14}$$

を得る．なお図 8 で 2 次フィルタを通って音響再生系の第 2 項を通る 4 次出力も考えられるが，本論文ではこの 4 次出力は無視している．なぜなら音響再生系の 2 次以降の出力は 1 次出力に比べてかなり小さいからである．

原理的には以上で述べたアルゴリズムでフィルタの希望 VFR が決定できるわけだが，測定条件や環境等によって必ずしも満足のいくフィルタの希望 VFR が得られない．そこでフィルタの希望 VFR の更新を以下のように行うことによってその問題点を解決した．

（i）非線形ひずみの低減度を評価するために式(15)の信号を音響再生系に送る．この信号はヴォルテラフィルタを通過した後の混合正弦波を示している．

$$\begin{aligned}x(k)=&|D_1(m_1)|\cos(m_1k+\arg[D_1(m_1)])\\&+|D_1(m_2)|\cos(m_2k+\arg[D_1(m_2)])\\&+|2D_2(m_1, m_2)|\cos((m_1+m_2)k\\&+\arg[D_2(m_1, m_2)])\end{aligned} \tag{15}$$

（ii a）もし 2 次出力が減少するならば式(16)に従って D_2 を更新する．

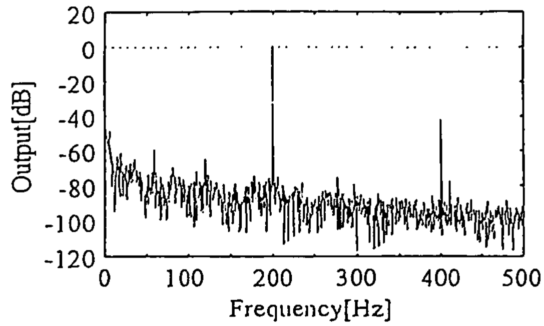

図 9　フィルタの希望 VFR を更新する前の出力
Fig. 9　Output before improving VFR.

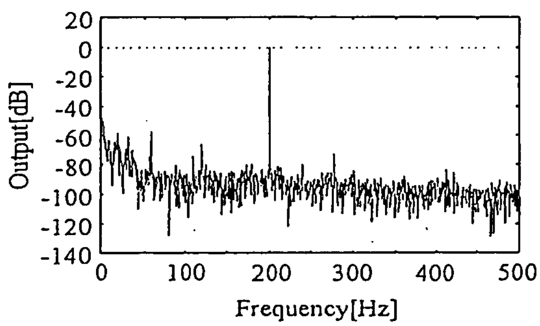

図 10　フィルタの希望 VFR を 4 回更新した後の出力
Fig. 10　Output after four times of improving VFR.

$$\left.\begin{array}{l} D_2^{new}(m_1, m_2)=D_2^{old}(m_1, m_2)+D_2'(m_1, m_2) \\ D_2'(m_1, m_2)=\dfrac{H_2'(m_1, m_2)D_1(m_1)D_1(m_2)}{H_1(m_1+m_2)} \\ H_2'(m_1, m_2)\cdots\text{式(13)の入力信号に対する} \\ \quad \text{2 次出力成分} \end{array}\right\} \quad (16)$$

(ii b) もし 2 次出力が増加するならば D_2 は更新しない．

このアルゴリズムを用いて先程示したスピーカに対してフィルタの希望 VFR を更新した例を図 9，図 10 に示す．図 9，図 10 では 3.2 での測定とは異なり，カットオフ周波数 500 Hz の LPF を挿入した．図 9 はフィルタの更新を行わないときの 200 Hz に対する 2 次高調波ひずみを示している．図 10 はフィルタの更新を 4 回繰り返した後の 200 Hz に対する 2 次高調波ひずみを示している．フィルタの希望 VFR の更新を行うことで 2 次出力が減少していることがわかる．しかしこの更新にはかなりの時間を要するのでより正確な希望 VFR を決定したい場合にこの更新を行う．

4.2　フィルタの設計と効果の検証

これまで述べた理論によってフィルタの希望 VFR を決定できた．そこで本節ではその希望 VFR にできるだけ近い特性をもつフィルタを非線形最適化手法を用いて設計し，そのフィルタによってひずみが除去できていることをコンピュータシミュレーションによって示す．

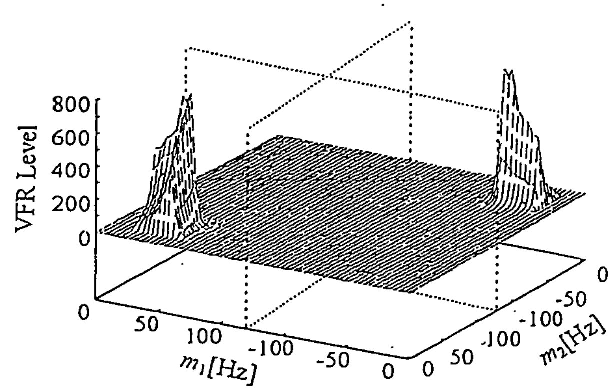

図 11　2 次 Volterra フィルタの希望 VFR
Fig. 11　Desired VFR of the second-order Volterra filter.

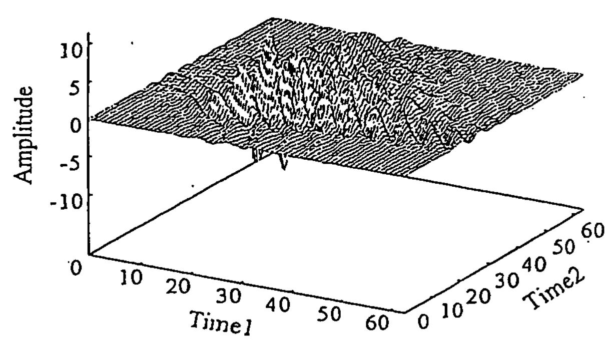

図 12　2 次 Volterra フィルタのフィルタ係数
Fig. 12　The second-order Volterra filter coefficient.

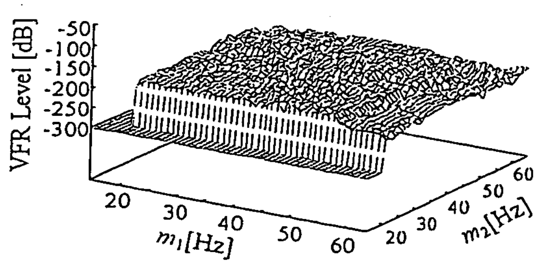

図 13　Volterra フィルタを用いた後の 2 次特性
Fig. 13　Second output after Volterra filtering.

図 11 は 3. で同定したスピーカの非線形ひずみを除去するヴォルテラフィルタの希望 VFR を示している．図 11 において全領域の VFR を示しているが，これは図 5 に示した最小領域から復元したもので，実際

に有効である領域は図5と同じである．また，縦軸が図7などとは異なり"VFR Level"となっているのは，復元の過程で図11の中央の領域が0になってしまい，対数表示が不可能なため絶対値表示とした．また，図11に示すVFRの領域と図5の領域との対応は次の通りである．m_1, m_2 共に0 Hzから50 Hzまでの領域と m_1 が0 Hzから−50 Hz，m_2 が0 Hzから50 Hzまでの領域がそれぞれ図5の左下，右下の領域に対応する．また，図11で右下の領域については，左下の領域に比べ小さいためグラフではほとんど変化していないように見える．

この特性を実現するためのフィルタを非線形最適化手法を用いて設計した．この結果を図12に示す．ここでヴォルテラフィルタのtap長は64とした．

そして，設計したフィルタを挿入すると図7の2次ひずみ特性が図13のようになる．

図7と図13を比較すると全体的に約100 dBほど2次ひずみのレベルが低減されており，十分ひずみが除去されていることがわかる．

5. むすび

本論文ではヴォルテラ級数に関する諸性質を用いてスピーカシステムの2次VFRを同定する理論を提案し，それに基づいて2次VFR自動測定システムを構築し，2次ひずみの特徴を明らかにした．次にこれまでの1次ひずみを対象とした補正に加え新たに2次ひずみまでも対象としたより高度な補正を行うためのフィルタ設計法を提案した．我々の設計したフィルタを用いると，2次ひずみが全体的に約100 dBも低減された．この結果は我々の提案したフィルタが有効に働いたことを示すと同時に，2次ひずみを除去することが理論的に可能であることも示しており，本論文において述べた手法が有効であることがわかった．

今後の方針として，本論文で提案した音響再生系の2次VFR自動測定システムでは測定時間をかなり要することから測定機器の制御プログラムを改良することによりその問題点を解決していきたい．

文献

[1] 山本武夫編著，スピーカシステム（上）（下），ラジオ技術社，東京，1977.

[2] 日野雅博，門上大一朗，木之下英歳，北尾匡史，野村康雄，"直接放射型スピーカシステムの線形ひずみの除去−非線形最適化手法によるFIR型ディジタルフィルタの設計−，"信学論（A），vol. J 74-A, no. 3, pp. 588-590, March 1991.

[3] 野田俊也，斉藤誕一，出本勝也，北尾匡史，野村康雄，"スピーカシステムの線形ひずみ除去−相互結合型ニューラルネットワークによるFIR型ディジタルフィルタの設計−，"信学論（A），vol. J 77-A, no. 12, pp. 1781-1783, Dec. 1994.

[4] 栗山譲二，"適応フィルタの実用技術 (2)−アダプティブ・スピーカー，"音響誌，vol. 48, no. 7, pp. 509-512, July 1992.

[5] 山越賢乘，"FIRフィルタを用いた音響伝達系補償に関する研究− FIRフィルタ，"信学技報，EA 87-56, Nov. 1987.

[6] 中間保利，寺井賢一，木村陽一，"ディジタルフィルタによる音響特性補正について，"信学技報，EA 84-76, Feb. 1985.

[7] A. J. Kaizer, "Modeling of the Nonlinear Response of an Electrodynamics Loudspeaker by a Volterra Series Expansion," J. Audio Eng. Soc., vol. 35, no. 6, pp. 421-432, June 1987.

[8] Martin Schetzen, The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems, KRIEGER, Florida, 1989.

[9] 石川智一，中島和彦，梶川嘉延，野村康雄，"二次元Volterraフィルタによる音響再生系の非線形ひずみの除去，"信学技報，EA 94-87, Jan. 1995.

[10] 山崎健治，藤井良樹，中島和彦，野村康雄，"2次元ディジタルヴォルテラフィルタによる音響再生系の非線形歪みの除去，"平3音講論集，分冊1, no. 2-8-10, Oct. 1991.

[11] 中島和彦，石川智一，岸本英男，野村康雄，"非線形歪み除去多次元ディジタルヴォルテラフィルタの最適ヴォルテラ周波数応答推定，"信学'94春大，分冊1, no. A-99, March 1994.

[12] 市川　哲，所　節夫，川崎修司，萩原啓司，萩原哲也，"高次ヴォルテラ範関数の縮約計算法，"信学論（A），vol. J 65-A, no. 1, pp. 77-84, Jan. 1982.

（平成7年6月16日受付，11月24日再受付）

付　録

（1）式(10)の導出方法

式(5)で記述されているシステムに周波数 m_1 と m_2 の混合正弦波を入力する．このときの出力スペクトルは式（A･1）で示される．

$$
\begin{aligned}
Y(m) = {} & H_1(m_1)X(m_1)\delta(m-m_1) \\
& + H_1(M-m_1)X(M-m_1)\delta(m-(M-m_1)) \\
& + H_1(m_2)X(m_2)\delta(m-m_2) \\
& + H_1(M-m_2)X(M-m_2)\delta(m-(M-m_2)) \\
& + H_2(m_1, m_1)X(m_1)X(m_1)\delta(m-2m_1) \\
& + H_2(M-m_1, M-m_1)X(M-m_1) \\
& \times X(M-m_1)\delta(m-(M-2m_1)) \\
& + H_2(m_2, m_2)X(m_2)X(m_2)\delta(m-2m_2) \\
& + H_2(M-m_2, M-m_2)X(M-m_2) \\
& \times X(M-m_2)\delta(m-(M-2m_2)) \\
& + \{H_2(m_1, M-m_1) \\
& + H_2(M-m_1, m_1)\}X(m_1)X(M-m_1)\delta(m) \\
& + \{H_2(m_2, M-m_2) \\
& + H_2(M-m_2, m_2)\}X(m_2)X(M-m_2)\delta(m)
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
&+\{H_2(m_1,\ m_2+H_2(m_2,\ m_1)\}\\
&\times X(m_1)X(m_2)\delta(m-(m_1+m_2))\\
&+\{H_2(M-m_1,\ M-m_2)\\
&+H_2(M-m_2,\ M-m_1)\}X(M-m_1)\\
&\times X(M-m_2)\delta(m-(M-m_1-m_2))\\
&+\{H_2(m_1,\ M-m_2)+H_2(M-m_2,\ m_1)\}\\
&\times X(m_1)X(M-m_2)\delta(m-(M+m_1-m_2))\\
&+\{H_2(M-m_1,\ m_2)+H_2(m_2,\ M-m_1)\}\\
&\times X(M-m_1)X(m_2)\delta(m-(M-m_1+m_2))
\end{aligned}
\tag{A・1}
$$

これらのうち，周波数 m_1+m_2 のスペクトル $\{H_2(m_1,\ m_2)+H_2(m_2,\ m_1)\}X(m_1)X(m_2)\delta(m-(m_1+m_2))$ を取り出し，入力スペクトルの積 $X(m_1)X(m_2)$ で割ると $\{H_2(m_1,\ m_2)+H_2(m_2,\ m_1)\}$ が得られる．ところが 2 次 VFR H_2 には対称性が存在することから，$H_2(m_1,\ m_2)$ と $H_2(m_2,\ m_1)$ は等しい．従って式(10)が導かれる．

（2） n 次ひずみまでを除去するヴォルテラフィルタの設計アルゴリズムの提案

本文中では 2 次ひずみに限定してヴォルテラフィルタの希望 VFR の設定手順を述べた．ここでは，n 次ひずみまでを対象としたアルゴリズムを述べる．但し，既に別の手法で音響再生系の同定は完了しているものとする．

音響再生系の n 次 VFR を H_n，ヴォルテラフィルタの n 次 VFR を D_n とする．そのとき，ヴォルテラフィルタの 1 次項を通って音響再生系の n 次から出力される n 次出力と，ヴォルテラフィルタの n 次項を通って音響再生系の 1 次項から出力される n 次出力を相殺することで n 次ひずみを除去する．

$$
\begin{aligned}
&A^{n-1}\left[H_n(m_1,\ m_2,\cdots,\ m_n)\prod_{k=1}^{n}D_1(m_k)X(m_k)\right]\\
&\quad=-H_1(m)A^{n-1}\left[D_n(m_1,\ m_2,\cdots,\ m_n)\prod_{k=1}^{n}X(m_k)\right]
\end{aligned}
\tag{A・2}
$$

右辺の $H_1(m)$ を［ ］の中に入れると

$$
\begin{aligned}
&A^{n-1}\left[H_n(m_1,\ m_2\cdots,\ m_n)\prod_{k=1}^{n}D_1(m_k)X(m_k)\right]\\
&\quad=-A^{n-1}\Big[H_n(m_1+m_2+\cdots+m_n)\\
&\qquad\times D_n(m_1,\ m_2,\cdots,\ m_n)\prod_{k=1}^{n}X(m_k)\Big]
\end{aligned}
\tag{A・3}
$$

縮約演算子の中を比較することで，

$$
D_n(m_1,\ m_2,\cdots,\ m_n)
=-\frac{H_n(m_1,\ m_2,\cdots,\ m_n)\prod_{k=1}^{n}D_1(m_k)}{H_1(m_1+m_2+\cdots+m_n)}
\tag{A・4}
$$

が導かれる．

石川　智一

平 6 関大・工・電子卒．平 8 同大大学院博士課程前期課程了．在学中，主に非線形ディジタル信号処理，適応信号処理の研究に従事．日本音響学会会員．

中島　和彦　（正員）

平 4 関大・工・電子卒．平 6 同大大学院博士課程前期課程了．在学中，非線形ディジタル信号処理の研究に従事．

梶川　嘉延　（正員）

平 3 関大・工・電子卒．平 5 同大大学院博士課程前期課程了．同年富士通入社．平 6 関大助手．主に，電気音響変換器の CAD，適応信号処理，非線形信号処理の研究に従事．日本音響学会，電気学会，計測自動制御学会，IEEE 各会員．

野村　康雄　（正員）

昭 36 阪大・工・通信卒．昭 38 同大大学院修士課程了．同年松下電器入社．同社無線通信研究所勤務．昭 45 阪大研究生．昭 50 同大助手．昭 51 関大講師．同助教授を経て，現在，工・電子工学科教授．主に，電気音響変換器の CAD，人工知能の研究に従事．工博．日本音響学会，情報処理学会，IEEE 各会員．